

고속 레일리 페이딩 채널에 적합한 개선된 초직교 시공간 격자 부호

정회원 김창중*, 허서원**, 이호경***

Improved Super-Orthogonal Space Time Codes for Fast Rayleigh Fading Channels

Chang-Joong Kim*, Seo Weon Heo**, Ho-Kyoung Lee*** *Regular Members*

요 약

초직교 시공간 격자 부호(Super-Orthogonal Space-Time Trellis Codes; SOSTTC)는 직교 행렬의 집합을 확장하여 부호율의 손실 없이 부호 이득과 다이버시티 이득을 동시에 얻는 방법이다. SOSTTC에서 신호 집합 확장은 부호 행렬의 첫째 열을 회전시킴으로써 이루어진다. 기존에 사용된 회전각은 성능 개선보다 신호 성좌의 확장을 피하기 위한 목적으로 선택되었다. 본 논문에서는 고속 레일리 페이딩 채널에서 SOSTTC의 성능을 개선하기 위해 적당한 회전각을 선택하기 위한 설계 요건을 만들었다. 또한, 적당한 회전각을 사용하여 개선된 SOSTTC를 설계하였다. 그리고 모의실험을 통하여 본 논문에서 설계된 SOSTTC가 기존의 SOSTTC 보다 BER 성능 면에서 더 뛰어난임을 입증하였다.

Key Words : Space-time code, TCM, Fading channel, MIMO antenna system, SOSTTC

ABSTRACT

Super-orthogonal space-time trellis code (SOTTC) uses the expanded set of the orthogonal space-time block code to obtain coding gain and diversity gain without loss of transmit rate. In SOSTTCs, signal set expansions are performed by rotating the first column of the code matrix. The rotating phases used previously were selected to avoid the signal constellation expansion rather than the performance improvement. In this paper, we make a design criterion to select the proper rotating phase to improve the performance of SOSTTCs for fast Rayleigh fading channels. In addition, we design improved SOSTTCs by using the proper rotating phase. Simulation results are also provided to confirm our SOSTTCs are superior to the previous SOSTTCs in the view of BER performance.

I. 서론

시공간 블록 부호(Space-Time Block Code; STBC)는 신호 생성 행렬의 직교성으로 인해 낮은

복잡도로 최대 다이버시티, 최대 전송률(full diversity full rate; FDFR)을 얻을 수 있는 기법이지만, 부호 이득을 제공하지는 못한다^[1]. 반면에 시공간 격자 부호(Space-Time Trellis Code; STTC)는

※ 본 논문은 한국과학재단 특정기초연구(R01-2005-000-10101-0) 지원으로 수행되었습니다.

※ 본 논문은 2007년 5월 JCCI 학술대회에서 우수논문으로 선정되어 게재 추천된 논문입니다.

* 홍익대학교 대학원 전자통신공학과 디지털 통신 연구실 (ga2314501@mail.hongik.ac.kr),

** 홍익대학교 공과대학 전자전기공학부 (seoweon.heo@hongik.ac.kr), *** 홍익대학교 공과대학 전자전기공학부 (hklee@hongik.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-06-265, 접수일자 : 2007년 6월 10일, 최종논문접수일자 : 2007년 9월 7일

FDPR 조건을 충족하면서도 부호 이득을 제공한다^[2]. 그러나 이 방식은 복호 복잡도가 매우 높다는 단점이 있다. 시공간 부호를 사용하여 부호 이득을 얻을 수 있는 또 다른 방법으로는 STBC를 다차원 변조로 취급하여 외부에 격자 부호를 연결하는 방식이 있다. STBC 기법의 바깥에 격자 부호를 연이 으면, STBC에 의한 다이버시티 이득을 유지하면서도 부호 이득을 얻을 수 있다. 이 방법을 사용할 때 문제는 격자 부호의 부호율에 따라 전송율이 손 실될 수 있다는 것이다. 전송율을 보존하면서도 부 호 이득을 얻기 위해서는 신호 집합이 확장되어야 만 한다. Jafarkhani와 Seshadri는 STBC 신호 생성 행렬의 단위 변환(unitary transform) 결과들도 STBC와 동일하게 직교성을 가진다는 사실을 이용 하여 신호 집합을 확장하였고 확장된 공간에서 격 자 부호화 변조 (Trellis Coded Modulation; TCM) 의 개념을 도입하였다^[3]. (비슷한 시기에 참고문헌^[4-6]에서도 같은 개념이 다루어졌다.) 참고문헌^[3]에서 는 기존의 STBC 신호 행렬과 이 신호 행렬의 단위 변환 결과로 얻어진 신호 행렬들의 합집합을 직교 시공간 부호의 상위 집합(super set)이라는 의미에서 초직교 시공간 신호(super-orthogonal space-time code)라고 불렀으며, 그 하위 집합인 본래의 직교 시공간 신호 집합과 그 단위 변환 결과들을 부류 (class)라고 불렀다. 참고문헌^[3]에서는 특히 $U = \text{diag}(e^{j\theta}, 1)$ 의 형태를 가지는 단위 변환에 집중하 였다. 여기서 회전각(θ)은 송신 안테나를 통해 채널 로 전송되는 신호 성좌 집합이 확장되지 않게 해야 한다는 기준으로 선택되었다. 다시 말해서 이들의 의도는 신호 행렬 집합을 확장하되, 신호 행렬을 이 루는 신호 성좌들은 확장되지 않게 하는 것이었다. 예를 들어 M-PSK 신호 성좌들에 대해서는, $\theta = 2\pi l'/M$, $l' = 0, 1, \dots, M-1$ 로, QAM에 대해서는, $\theta = l'\pi/2$, $l' = 0, 1, 2, 3$ 으로 제한되었다. 이렇게 하면 신호 처리나 하드웨어 구현에 도움을 줄 수 있을 것으로 기대되었기 때문이다. 그러나 이러한 제한 은 오류 성능의 개선을 위해 선택된 것이 아니다. 일반적으로 시공간 부호의 성능은 신호 행렬 간 제 곱 차분 행렬의 차수(rank)와 판별식(determinant)에 의해서 결정된다^[1]. 기존의 SOSTTC에서 사용된 신 호 집합은 직교 부호 부류(class) 안에서는 최대 차 수(full rank)를 가지지만, 서로 다른 부류(class)에 대해서는 최대 차수를 가지지 못한다^[3]. 그런데 서 로 다른 부류의 원소 간에 얻어진 제곱 차분 행렬 의 성격은 단위 변환의 회전각(θ)에 의존한다. 따라

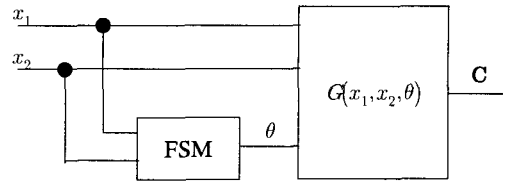


그림 1. SOSTTC의 부호기

서 이 문제는 회전각(θ)의 변경을 통해 개선될 수 있는 부분이다. 그러므로 본 논문에서는 오류 성능 의 개선을 위한 회전각 결정 조건을 만든 후, 이를 사용하여 SOSTTC를 설계하고, 모의실험을 통해 이 결과를 입증한다. 본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II절에서 SOSTTC의 구조와 성능을 간략히 설명하고, III절에서는 고속 레일리 페이딩 환경에 적합한 SOSTTC를 설계한 후, IV절에서 결론을 맺는다.

II. 초직교 시공간 격자 부호의 구조와 성능

SOSTTC의 부호기는 그림 1과 같이 표현될 수 있다. 그림 1에서 $G(x_1, x_2, \theta)$ 는 Alamouti가 제안한 본래의 STBC 신호 생성 행렬^[1]을 다음과 같이 단 위 변환(unitary transform) 하여 직교 신호 전송 행 렬의 부류(class)를 만들어 낸다.

$$G(x_1, x_2, \theta) = G(x_1, x_2)U = \begin{bmatrix} x_1 e^{j\theta} & x_2 \\ -x_2 e^{j\theta} & x_1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 x_1 과 x_2 는 입력 비트들에 의해 선택되는 데, M-PSK 신호 성좌들에 대하여, 신호 x_l 과 x_2 는 $e^{j2\pi l/M}$, $l = 0, 1, \dots, M-1$ 이다. 또한 식 (1)에서 첫째 행은 첫 번째 심볼 시간에 전송되는 심볼에, 둘째 행은 두 번째 심볼 시간에 전송되는 심볼에 대응되 고, 첫째 열은 안테나 1에서 전송되는 심볼에, 둘째 열은 안테나 2에서 전송되는 심볼에 대응된다. 이러 한 부호기를 사용하여 n 번째 순간에 전송 되는 신 호를 $C^{(n)}$, 수신기에서 사용되는 후보 신호를 $\hat{C}^{(n)}$ 라고 하고, $n = 1, 2, \dots, N$ 에 대응하는 신호열들을 각 각 C , \hat{C} 라고 하기로 한다. 이러한 신호열은 고속 레일리 페이딩 환경을 통해 전송된다고 가정했다. 여기서 고속 레일리 페이딩 환경이란, 페이딩 성분 이 하나의 시공간 신호 행렬이 전송되는 시간 슬롯 동안은 일정하게 유지되고, 서로 다른 시간 슬롯 간 에는 완전히 서로 비상관적인 채널 환경을 의미한다.

두 신호열 사이의 제곱 차분 행렬(squared difference matrix)을 $A^{(n)} = (\mathbf{C}^{(n)} - \hat{\mathbf{C}}^{(n)})^H(\mathbf{C}^{(n)} - \hat{\mathbf{C}}^{(n)})$ 라고 하면, 고속 레일리 페이딩 환경에서 신호 쌍 오류 확률 (Pairwise Error Probability; PEP)은 다음과 같이 계산된다^[7].

$$P(\underline{\mathbf{C}} \rightarrow \hat{\underline{\mathbf{C}}}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{n=1}^N \prod_{i=1}^2 \left(1 + \frac{\gamma}{4\sin^2\phi} \lambda_i^{(n)} \right)^{-M} d\phi \quad (2)$$

여기서 $\lambda_i^{(n)}$ 는 제곱 차분 행렬 $A^{(n)}$ 의 고유치이고, M 은 수신 안테나의 개수이며, γ 는 E_s/N_0 이다.

III. 고속 레일리 페이딩 환경에 적합한 개선된 조직교 격자 부호의 설계

식 (2)에서 ϕ 를 $\pi/2$ 로 고정하면 식 (2)의 체르노 상계를 얻을 수 있는데, 식 (2)의 체르노 상계에 대하여 γ 가 상당히 크다는 가정을 적용하면, 다음과 같은 상계(upper bound)를 얻을 수 있다.

$$P(\underline{\mathbf{C}} \rightarrow \hat{\underline{\mathbf{C}}}) \leq \left(\prod_{n \in \eta} \left(\frac{\gamma}{4} \delta_p^{(n)} \right) \right)^{-M} = \left(\frac{\gamma}{4} \Delta_{H,\eta} \Delta_{P,\eta} \right)^{-M} \quad (3)$$

여기서 η 는 $A^{(n)} \neq 0$ 이 되게 하는 n 들의 집합이고, $\Delta_{H,\eta} = \sum_{n \in \eta} \delta_H^{(n)}$, $\Delta_{P,\eta} = \sum_{n \in \eta} \delta_P^{(n)}$ 이며, $\delta_H^{(n)}$ 은 0이 아닌 $\lambda_i^{(n)}$ 들의 개수, 즉 $A^{(n)}$ rank이고, $\delta_P^{(n)}$ 은 0이 아닌 $\lambda_i^{(n)}$ 들의 곱이다. 따라서 γ 가 클 때, 좋은 성능을 가지게 하기 위해서는 $\Delta_{H,\eta}$ 의 최소값을 최대화해야 하며, 그에 상응하는 $\Delta_{P,\eta}$ 를 최대화해야 한다. 여기서 주의해야 할 것은 이 설계 기준은 높은 γ 에만 적용되며, $\lambda_i^{(n)}$ 들이 매우 작아서 0에 가까운 경우에는 제대로 적용되지 않을 수도 있다는 것이다. 그러므로 본 논문에서는 0이 아닌 $\lambda_i^{(n)}$ 의 최소값을 최대화하는 회전각을 사용하기로 하였다. 이러한 회전각을 사용하면, $\Delta_{H,\eta}$ 의 최소값을 최대화해야 한다는 기준이 만족되며, 그에 상응하는 $\Delta_{P,\eta}$ 도 매우 큰 값을 가지게 된다.

PSK 신호 성좌를 사용한다고 가정하고, $\Delta_1 = \angle x_1 - \angle \hat{x}_1$, $\Delta_2 = \angle x_2 - \angle \hat{x}_2$, $\Delta_\theta = \theta - \hat{\theta}$ 라고 정의하면, $\text{tr}(A^{(n)}) = \lambda_1^{(n)} + \lambda_2^{(n)}$ 는 다음과 같으며,

$$\text{tr}(A^{(n)}) = (d_1)^2 + (\tilde{d}_1)^2 + (d_2)^2 + (\tilde{d}_2)^2 \quad (4)$$

$\det(A^{(n)})$ 은 다음과 같다.

$$\det(A^{(n)}) = (d_1 \tilde{d}_1 + d_2 \tilde{d}_2)^2 \quad (5)$$

여기서 $d_1 = 2\sin(\Delta_1/2)$, $\tilde{d}_1 = 2\sin((\Delta_1 + \Delta_\theta)/2)$, $d_2 = 2\sin(\Delta_2/2)$, $\tilde{d}_2 = 2\sin((\Delta_2 - \Delta_\theta)/2)$ 이다. 식 (5)를 보면, $\Delta_1 = \Delta_2 = 0$ 일 때, $\det(A^{(n)}) = 0$ 이 된다는 것을 알 수 있다. 또한 M-PSK 신호 성좌를 사용하는 경우, Jafarkhani와 Seshadri가 제안했던 것처럼 $\theta = 2\pi l/M$, $l = 0, 1, 2, \dots, M-1$ 을 사용하면, $\Delta_1 = -\Delta_\theta$ 가 되거나, $\Delta_2 = \Delta_\theta$ 가 되어 $\Delta_1 = \Delta_2 = 0$ 이 아닐 때에도 $\det(A^{(n)})$ 이 0이 되는 경우가 발생한다는 것을 알 수 있다. 따라서 가능한 한 $\det(A^{(n)}) \neq 0$ 이 되게 하려면, $\Delta_\theta = 2\pi l/M$, $l = 1, 2, \dots, M-1$ 이 되지 않게 하는 θ 를 사용해야 한다.

$\theta = 0$, ψ 만 사용하고, 변조 기법은 BPSK를 사용하는 경우, 식 (4), (5)를 사용하여 $\text{tr}(A^{(n)})$ 와 $\det(A^{(n)})$ 을 구하면 표 1의 결과를 얻을 수 있다. 따라서 Jafarkhani와 Seshadri가 제안했던 방식^[3]에서와 같이 $\psi = \pi$ 를 사용하면, $\Delta_\theta^{(n)} = \psi$ 인 경우 $A^{(n)} \neq 0$ 임에도 불구하고 언제나 $\det(A^{(n)}) = 0$ 이 된다. 그러므로 ψ 를 π 가 아닌 다른 값으로 바꾸는 것만으로도 해당 격자 가지의 다이버시티가 두 배로 증가되는 효과를 얻을 수 있을 것이다.

한편 본 논문에서 제안한 대로 0이 아닌 $\lambda_i^{(n)}$ 의 최소값을 최대화하는 ψ 를 구하기 위하여 표 1로부터 $\lambda_i^{(n)}$ 들을 분해하면 표 2와 같은 결과를 얻게 된다. 표 2에서 0이 아닌 고유치의 최소값은 $8\sin^2(\psi/2)$ 와 $4 - 4\sin(\psi/2)$ 중 하나가 되며, 이 두 값이 같을 때 최대화 된다. 이러한 ψ 를 구하면 $\psi = \pi/3$ 이 나오는 것을 알 수 있다.

표 3은 BPSK의 경우에 대해서 최적의 격자 부호기를 검색한 결과이다. 여기서 부호기는 8진 표기법을 사용하여 표현된 조직적 귀환 부호기(systematic feedback encoder)이다. 표 3의 부호기들은 ψ 의 값에 관계없이 최적이다. 특히 $h = [2 \ 2 \ 1]$ 에 해당하는 부호기는 참고문헌^[3]에서 제안되었던 SOSTTC의 부호기와 일치한다. 이 경우 성능에 지배적인 영향을 미치는 오류 사건들의 길이는 1이다. 이러한 오류 사건들은 같은 θ 를 사용하는 신호 집합 부류(class) 안에서 오류가 발생한 것이기 때문에 오류 확률이 ψ 에 관계가 없다. 따라서 이 경우에는

표 1. BPSK의 경우 $\text{tr}(A^{(n)})$ 과 $\text{det}(A^{(n)})$

$\Delta_1^{(n)}$	$\Delta_2^{(n)}$	$\Delta_\theta^{(n)}$	$\text{tr}(A^{(n)})$	$\text{det}(A^{(n)})$
0	0	0	0	0
0	π	0	16	16
π	0	0	16	16
π	π	0	16	64
0	0	ψ	$4(1 - \cos\psi)$	0
0	π	ψ	8	$8(1 + \cos\psi)$
π	0	ψ	8	$8(1 + \cos\psi)$
π	π	ψ	$8 + 4(1 + \cos\psi)$	$32(1 + \cos\psi)$

표 2. BPSK의 제곱 차분 행렬의 고유치들

$\Delta_1^{(n)}$	$\Delta_2^{(n)}$	$\Delta_\theta^{(n)}$	$\lambda_1^{(n)}$	$\lambda_2^{(n)}$
0	0	0	0	0
0	π	0	4	4
π	0	0	4	4
π	π	0	8	8
0	0	ψ	$8\sin^2(\psi/2)$	0
0	π	ψ	$4 + 4\sin(\psi/2)$	$4 - 4\sin(\psi/2)$
π	0	ψ	$4 + 4\sin(\psi/2)$	$4 - 4\sin(\psi/2)$
π	π	ψ	8	$8\cos^2(\psi/2)$

표 3. 고속 레일리 페이딩 채널에 적합한 SOSTTC 부호기 (전송율=1bit/sec/Hz)

상태 수	부호기 표현	$\min(\Delta_{H,n})$
2	$h = [2 \ 2 \ 1]$	2 (ψ 와 무관)
4	$h = [4 \ 2 \ 7]$	4 ($\psi \neq \pi$ 일 때)

ψ 값을 변경한다고 해도 그다지 큰 부호 이득을 얻을 수 없을 것이라는 점을 예측할 수 있다. 반면에 상태 수가 4인 경우에는 오류 사건의 길이가 최소 2이며, 이 오류 사건들의 오류 성능은 ψ 에 의존하기 때문에 ψ 값을 변경함으로써 어느 정도의 성능 향상을 기대할 수 있다.

그림 2는 $h = [4 \ 2 \ 7]$ 인 부호기와 BPSK의 조직교 부호로 구성된 SOSTTC의 BER을 ψ 에 따라서 그린 것이다. 그림에서 실선은 식(2)의 PEP를 이용하여 구한 변환 함수 상계이고, 점선은 모의실험을 통해서 얻어진 실험치이다. 그림 2를 보면, 예상했던 바와 같이 ψ 가 π 일 때, BER 성능이 매우 나빠진다는 것을 알 수 있다. 또한 SNR에 따라서 최적의 ψ 값이 달라지는 것도 볼 수 있다. 정확한 최적의 ψ 를 구하기 위해서는 변환 함수 상계(Transfer Function Bound)를 미분해야 하는데, 이것은 불가능하지는 않지만, 매우 복잡하다. 그러나 그림 2를 보면, ψ 가 $\pi/3$ 일 때의 BER이 최적의 ψ 에서의

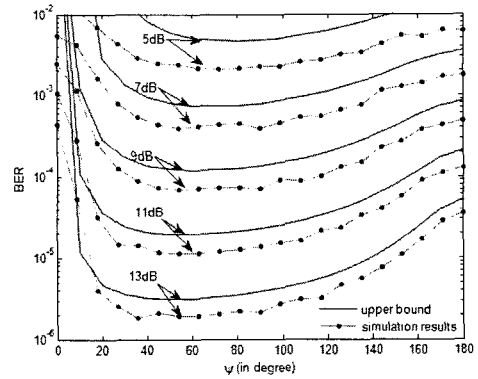


그림 2. 고속 레일리 페이딩 채널에서 단위 변환 행렬의 회전각(ψ)과 SNR에 따른 BER 성능 (변조 기법: BPSK, 부호기: $h = [4 \ 2 \ 7]$, 전송율=1bit/sec/Hz)

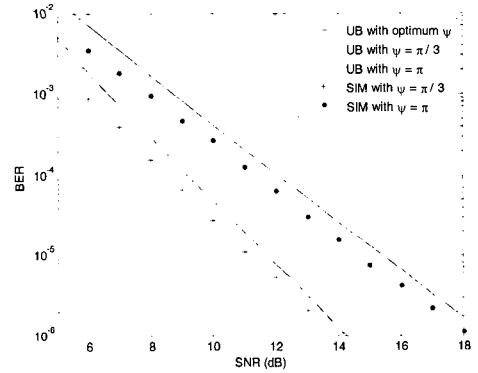


그림 3. 고속 레일리 페이딩 채널에서 기존의 SOSTTC ($\psi = \pi$)와 본 논문에서 제안한 SOSTTC ($\psi = \pi/3$)의 BER 비교 (변조 기법: BPSK, 부호기: $h = [4 \ 2 \ 7]$, 전송율 = 1bit/sec/Hz)

BER과 크게 차이가 없음을 알 수 있다.

그림 3은 SNR(dB)에 따른 BER을 그린 것이다. 여기서 UB는 식 (2)의 PEP를 이용하여 구한 변환 함수 상계이고, SIM은 모의실험 결과이다. 그림 3을 보면, 1bit/sec/Hz의 전송율을 가지는 4-상 SOSTTC의 경우 기존의 방법으로 설계된 부호보다 본 논문에서 제안된 방법으로 설계된 부호가 10^{-5} 의 BER을 기준으로 볼 때, 측면에서 약 3dB 우수한 성능을 나타내는 것을 알 수 있다. 또한 최적의 ψ 를 사용한 경우와 $\psi = \pi/3$ 를 사용한 경우가 거의 일치한다는 것도 알 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 참고문헌^[3]에서 제안된 SOSTTC 방법의 신호 집합 확장 방법을 수정하여 고속 레일리 페이딩 채널에서 보다 개선된 성능을 가지는

SOSTTC를 제안하였다. SOSTTC의 성능은 식 (3)에서 볼 수 있는 바와 같이 오류 사건의 형태만이 아니라 제곱 차분 행렬의 고유치에도 영향을 받는다. 오류 사건의 형태는 어떠한 부호기가 사용되었느냐에 따라 바뀔 수 있으며, 이는 SOSTTC의 성능에 지대한 영향을 미친다. 따라서 기존의 SOSTTC 설계 방식은 주로 부호기의 설계에 초점이 맞추어져 있었다. 그러나 부호기는 제곱 차분 행렬의 고유치 자체에는 전혀 영향을 미치지 못한다. 고유치는 변조 방식과 단위 변환 행렬의 회전각에 의해서 바뀌게 된다. 본 논문에서는 주어진 변조 방식에 대해 단위 변환 행렬의 회전각을 변경함으로써 성능의 개선을 꾀하였다. 그림 2의 결과는 단위 변환 행렬의 회전각에 따라 SOSTTC의 BER이 변화하는 것을 보여주며, 기존의 회전각을 사용할 때의 성능이 매우 열악하다는 것을 입증한다. 또한 최적의 BER을 가지게 하는 회전각은 SNR에 의존적이라는 것도 보여준다. 뿐만 아니라 최적의 회전각은 부호기의 구조에 따라라도 달라질 수 있다. 따라서 최적의 회전각을 구하는 것은 매우 번거롭고 어렵다. 이러한 번거로움을 피하기 위하여 본 논문에서는 보다 현실적인 설계 방안을 제안하였다. 즉 제곱 차분 행렬의 고유치 중 0이 아닌 최소값을 최대화하는 회전각을 사용하는 것이다. 그림 3의 결과는 이 방식을 사용하여 설계된 SOSTTC의 성능이 기존의 방법에 비해 부호 및 다이버시티 이득 측면에서 더 뛰어난 것을 입증해준다. 또한 이 방식을 사용해서 얻어진 SOSTTC의 성능이 최적의 회전각을 사용한 SOSTTC의 성능과 크게 다르지 않다는 사실도 보여준다. 따라서 본 논문에서 제안된 방식에 의해 선택된 회전각은 최적의 회전각을 대체할 수 있는 단순하고 현실적인 방안이라고 할 수 있다. 또한 SOSTTC 방식의 복호 복잡도는 사용된 단위 변환 행렬의 개수에 비례한다^[3]. 다시 말해서 SOSTTC 방식의 복호 복잡도는 단위 변환 행렬에 사용되는 회전각의 값과는 관계가 없다. 따라서 본 논문에서 제안한 SOSTTC 방식의 복호 복잡도는 기존의 SOSTTC 방식의 경우와 동일하다. 단, 본 논문에서 제안한 SOSTTC 방식은 기존의 SOSTTC 방식에 비해 더 많은 신호 성좌를 사용하게 되기 때문에 등화기가 더 복잡해질 수 있다는 문제점은 있다.

본 논문의 연구 결과는 고속 페이딩의 경우에 한정된다. 그러나 본 논문에서 제안된 회전각 선택 방안은 준정지 페이딩의 경우에도 어느 정도 성능의 향상을 가져올 수 있을 것으로 기대된다. 향후에는

본 논문에서 제안한 회전각 선택 방안을 준정지 페이딩의 경우까지 확장할 계획이다.

참 고 문 헌

- [1] V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [2] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [3] H. Jafarkhani and N. Seshadri, "Super-orthogonal space-time trellis codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, pp. 937-950, Apr. 2003.
- [4] S. Siwamogsatham and M. P. Fitz, "Improved high-rate space-time codes via orthogonality and set partitioning," in *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conf. (WCNC)*, Mar. 2002.
- [5] S. Siwamogsatham and M. P. Fitz, "Improved high-rate space-time codes via concatenation of expanded orthogonal block code and M-TCM," in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications (ICC)*, vol. 1, Apr. 2002, pp. 636-640.
- [6] D. M. Ionescu, "On space-time code design," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, v01.2, pp. 20-28, Jan. 2003.
- [7] M. K. Simon and H. Jafarkhani, "Performance evaluation of super-orthogonal space-time trellis codes using a moment generating function-based approach," *IEEE Trans. on Sig. Proc.*, vol. 51, Nov. 2003, pp. 2739-2751.

김 창 중 (Chang-Joong Kim)

정회원



2000년 2월 홍익대학교 전자전
기공학부 졸업 (공학사)
2002년 2월 홍익대학교 대학원
전파공학과 (공학석사)
2002년 3월~현재 홍익대학교
대학원 전파통신공학과 박사
과정

<관심분야> 채널 코딩, TCM, 이동통신, Space-Time
Coding

이 호 경 (Ho-Kyoung Lee)

정회원



1981년 2월 서울대학교 전자공
학과 (공학사)
1987년 2월 Northrop Univ. 전
자공학과 (공학석사)
1994년 8월 미국 남가주대 전기
공학과 (공학박사)
1994년 8월~현재 홍익대학교

전자전기공학부 교수

<관심분야> 채널 코딩, TCM, Turbo TCM, 이동통신,
위성통신

허 서 원 (Seo Weon Heo)

정회원



1990년 2월 서울대학교 전자 공
학과(공학사)
1992년 2월 서울대학교 대학원
전자공학과(공학석사)
2001년 Purdue Univ. 전자공학
과(공학박사)
2006년 9월~현재 홍익대학교
전자전기공학부 전임강사

<관심분야> 채널 코딩, 이동통신, Space-Time Coding